

Family list

9 family members for:

JP3113923

Derived from 6 applications.

- 1 ECHO CANCELLER**
Publication info: CA2004005 A1 - 1990-06-01
CA2004005 C - 2000-06-20
- 2 Echo canceller**
Publication Info: DE3840433 A1 - 1990-06-07
- 3 Echokompensator**
Publication Info: DE58907772D D1 - 1994-07-07
- 4 Echo canceller**
Publication info: EP0371567 A2 - 1990-06-06
EP0371567 A3 - 1992-05-20
EP0371567 B1 - 1994-06-01
- 5 ECHO COMPENSATING DEVICE**
Publication Info: JP3113923 A - 1991-05-15
- 6 Echo canceller**
Publication Info: US4998241 A - 1991-03-05

Data supplied from the *esp@cenet* database - Worldwide

ECHO COMPENSATING DEVICE

Patent number: JP3113923
Publication date: 1991-05-15
Inventor: BUORUFUGANGU BUROTSUKUSU; PEETAA BUARII
Applicant: PHILIPS NV
Classification:
- International: H03H17/02; H04B3/23
- european: H04B3/23D; H04M9/08C
Application number: JP19890310802 19891201
Priority number(s): DE19883840433 19881201

Also published as:



EP0371567 (A2)
 US4998241 (A1)
 EP0371567 (A3)
 DE3840433 (A1)
 EP0371567 (B1)

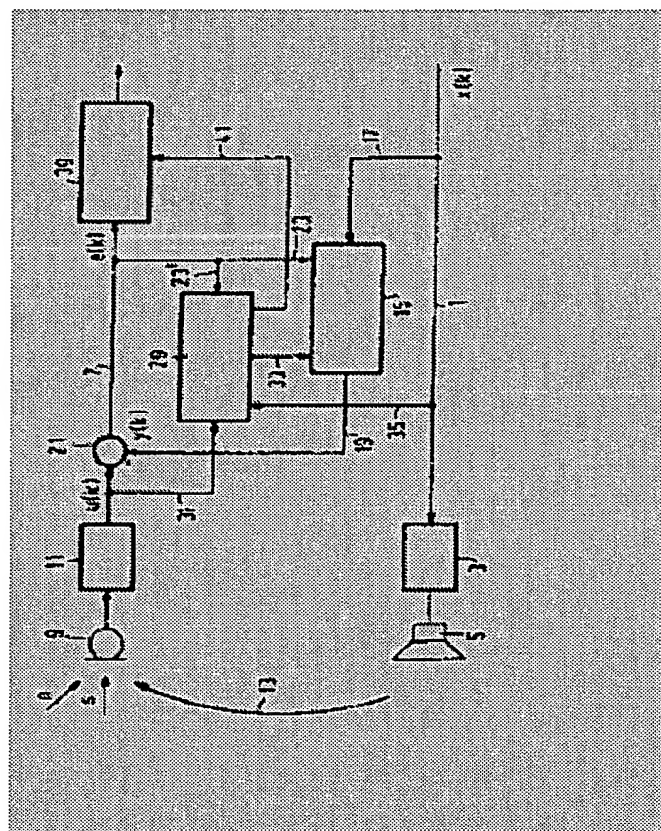
more >>

[Report a data error here](#)

Abstract of JP3113923

PURPOSE: To reduce effects of noise and incomplete echo suppression by providing a control unit, which controls the adaptation speed of an adaptive filter, with a calculation device and a discriminating circuit and determining an average value of an input signal and a limit value, based on the average value and controlling the adaptation speed by these values.

CONSTITUTION: This device has an adaptive filter 15, and the adaptation speed of the adaptive filter 15 is controlled by a control unit 29. The control unit 29 determines an average value depending on the power or energy of each of input signals $x(k)$, $u(k)$, and $e(k)$ by the calculation device and detects whether or not the average value of the input signal $x(l)$ of the adaptive filter exceeds the limit value by the discrimination circuit and sets the adaptation speed to 0 by the output signal of the discriminating circuit. The calculation device determines the limit value according to the average values of signals and generates a ratio of the limit value and the average value of the echo-compensated signal $e(k)$. The control unit 29 controls the adaptation speed which depends on this ratio, unless the adaptation speed is not set to 0 by the discriminating circuit.



Data supplied from the esp@cenet database - Worldwide

BEST AVAILABLE COPY

⑫ 公開特許公報(A)

平3-113923

⑬ Int. Cl.³
H 04 B 3/23
// H 03 H 17/02

識別記号 庁内整理番号
G 8426-5K
8837-5J

⑭ 公開 平成3年(1991)5月15日

審査請求 未請求 請求項の数 5 (全7頁)

⑮ 発明の名称 エコー補償装置

⑯ 特 願 平1-310802

⑰ 出 願 平1(1989)12月1日

優先権主張 ⑱1988年12月1日⑲西ドイツ(DE)⑳P3840433.8

⑳ 発 明 者 ヴォルフガング・プロ ツクス ドイツ連邦共和国カルヒロイト・アム・ヘツケンアツカー 57
㉑ 発 明 者 ベーター・ヴァリイ ドイツ連邦共和国ヘルツォーゲナウラツハ・フアザー ネンヴェーク 70
㉒ 出 願 人 エヌ・ヴェー・フィリップス・グリュイラン ベンファアブリーケン オランダ国アイントホーフエン・グロエネヴオウトゼヴェーク 1
㉓ 代 理 人 弁理士 矢野 敏雄 外2名

明 細 書

1 発明の名称

エコー補償装置

2 特許請求の範囲

1. 適応化フィルタ(15)を有するエコー補償装置であって、前記適応化フィルタの適応化速度は制御ユニット(29)により制御され、該制御ユニットはそれの入力信号($x(k)$), $u(k)$, $e(k)$)から所属の制御信号(33)を決定するように構成されており、上記入力信号のうちの1つ($x(k)$)は上記適応化フィルタの入力信号である形式のエコー補償装置において、

1.1. 上記制御ユニット(29)は計算装置を有し、この計算装置によって、上記入力信号($x(k)$), $u(k)$, $e(k)$)の各々に対して信号のパワーないしエネルギーに依存する平均値が決定され、

1.2. 上記制御ユニット(29)は判定回路を有し該判定回路によっては当該適応化フィ

ルタの入力信号($x(k)$)の平均値が限界値を上回っているか下回っているかが検出され、上記判定回路の出力信号によって適応化速度が零にセットされるように構成されており、

1.3. 上記制御ユニット(29)の計算装置は上記信号の平均値から限界値を決定し、該限界値とエコー補償された信号($e(k)$)の平均値との比が形成され、さらに上記制御ユニットは上記判定回路によって当該適応化速度が零にセットされていない場合上記比に依存して適応化速度を制御するように構成されていることを特徴とするエコー補償装置。

2. 上記限界値は時間的に一定の成分と、

全エコー減衰量の推定値に対する適応化フィルタの入力信号の平均値の比との和から成り、更に、作動の際当該定数及び推定値がリズナブルな値によって定められる請求項1記載の装置。

3. 当該時間間隔において全エコー減衰量に対

する推定値が更新されるように構成されており、当該時間間隔においては判定回路によって適応化速度が零にセットされておらず、且、エコー補償された信号($e(k)$)の平均値に対する限界値の比が限界値を上回っている請求項2記載の装置。

4. 全エコー減衰量に対する推定値として2つの部分エコー減衰量の積ないし生成量が用いられ、その際第1のファクタはエコー路(13)のエコー減衰量から成り、第2のファクタは適応化フィルタ(15)のエコー減衰量から成る請求項3記載の装置。
5. 上記のエコー補償された信号($e(k)$)はセンタクリップ回路(39)に導かれ、このクリップ回路においては抑圧すべき信号振幅の大きさが、同様に、上記のエコー補償された信号($e(k)$)の平均値に対する限界値の比に依存して制御されるように構成されている請求項1から4までのいずれか1項記載の装置。

この信号ループの部分のエコー路と称される；この部分とは、使用されるエコー補償装置の、近接の加入者の側に存在する部分のことである。

エコー補償の場合と類似の問題が、送受話器の場合のヘッドホンないしイヤホンでの受話中のノイズ補償の場合にも、生ずる(ドイツ連邦共和国特許第3733132号)。そのため以下では術語“エコー補償装置”の概念は、術語“ノイズ補償装置”の概念を含むものとする。しかしエコー補償は、狭義には、冒頭に述べた回路に有利な適用領域を有する。

前述の構成のエコー補償装置は例えばヨーロッパ特許第0053202号に示されている。遠隔の加入者の通話信号は適応化フィルタへ導かれる。このフィルタは、理想的な場合は、エコー路の伝送特性と同じ伝送特性を有する。この適応化フィルタの出力信号は、エコーと近接の加入者の通話信号との重畳から形成されるマイクロホン信号から取出される。そのため、こ

3. 発明の詳細な説明

産業上の利用分野

本発明は適応化フィルタを有するエコー補償装置であって、前記適応化フィルタの適応化速度は制御ユニットにより制御され、該制御ユニットはその入力信号から所属の制御信号を決定するように構成されており、上記入力信号のうちの1つは上記適応化フィルタの入力信号である形式のエコー補償装置に関する。

従来技術

この種の構成のエコー補償装置は例えば電話回線網において用いられる。その目的は、遠隔の加入者から到来する通話信号がエコーとしてこの遠隔の加入者へ帰還伝送されるのを阻止するためである。この遠隔の加入者の電気信号は例えばこの電話系の通話装置のスピーカを介して音響信号に変換され、この音響信号としてこの通話装置のマイクロホンへ達し、この音響信号がエコー補償装置により抑圧されないと、次に出線を経して遠隔の加入者へ達してしまう。

の目的で必要とされる減算素子の出力側に、エコーのない送話信号が形成される。

しかし通常は、この適応化フィルタの伝送特性とエコー路の伝送特性との間には著しい偏差が存在し、この偏差は調整制御過程により補償除去される。遠隔の加入者の信号のほかにこの適応化フィルタには、さらに減算素子の出力信号も導かれる。この出力信号に依存して、次の目的を以てフィルタの伝送特性が変化される、即ちエラー信号(減算素子の出力信号)の平均出力を最小化(適応化過程)する目的を以てフィルタの伝送特性が、変化される。

この調整制御過程は、遠隔の加入者が通話中の時にだけ、所望の値の結果を生じさせることは明らかである。この種の通話状態において減算素子の出力信号がゼロへ調整されると、理想的な状態が得られる。しかし遠隔の加入者の通話中に近接の加入者が例えばそのマイクロホンとの位置を変えると、エコー路の伝送特性が自動的に変化してしまい、そのため適応化過

程が通常は決して静止安定しなくなる。

上述したように、調整過程が不都合な結果を来しかつそれ故にこのような状況において調整過程が中断されなければならない通話状況がある。殊に、フィルタの適応化速度はこのような状況において零でなければならない。このような状況は次のときに生じる：

- a) 2つの加入者が通話する、
 - b) 近接の加入者のみが通話する、
 - c) 加入者が通話しない、
 - d) 遠隔の加入者のみが通話する
- ときは、適応化されるべきである。

状況c)においてフィルタの適応化速度は、そうしなければ演算素子の出力側におけるノイズが零に調整されなければならない理由から、零にされなければならない。この過程は、エコーパス（エコー路）の伝送特性ともはや何の関わりもない、フィルタの伝送特性の設定調整を来すことになる。状況a)およびb)に対しても同じような意味のことが当該まる。

適応化速度のこの公知の制御法では、誤った判定が実際には殆ど回避されないという理由で不満足な結果しか得られない。その際適応化過程の誤った遮断は誤った投入よりも障害作用が少なくかもしれない。例えば状況a)においてエコーパスにおいて突然の、著しい減衰が生じかつ同時に近接の加入者の、マイクロホン信号における通話レベルが低ければ（近接の加入者が例えば通話の際マイクロホンの前で手を支える）、誤って状況d)が検出される。というのは状況a)ないしd)の検出のために信号レベルの固定しきい値が使用されるにすぎないからである。その場合適応化過程が最大の適応化速度で投入されかつこの場合障害信号成分と見做すことができる。近接の加入者の通話成分のため、エコーパスの伝送特性とは大幅に異なっている可能性がある、適応化フィルタの伝送特性を来す。そこで（妥当にも）状況a)が検出されると（近接の加入者は例えば比較的大声で通話する）、適応化過程は遮断されるが、フ

通話状況a)ないしd)を自動的に検出するために、ヨーロッパ特許出願公告第0053202号公報では、3つの信号に依存して適応化速度を制御する監視ユニットが設けられている。この3つの信号とは、遠隔の加入者の信号、演算素子の出力信号（誤差信号）およびマイクロホン信号である。これらの信号は評価されかつ2進変数に変換される。その際この変数の値が、フィルタの伝送特性が更に変えられるべきであるかまたは固定されるべきであるかまたは別様に形成される、すなわち適応化速度がその最高値を維持すべきであるかまたは零に設定されるべきであるかを判定する。

ここで誤解されないように断っておくが、適応化過程の遮断は、フィルタの遮断ないし非作動切換と同義ではない。つまり適応化フィルタはいづれの状況a)ないしd)においても、エコーパスが作用状態にとどまるように作用している。

発明が解決しようとする問題点

ルタは劣った伝送特性に設定調整された状態で引き続き作用するので、殊にエコーは不完全にしか抑圧されずかつ近接の加入者の通話は歪みを受けることになる。

従って本発明の課題は、これまで説明した原因を有する歪みおよび不完全なエコー抑圧が低減される、冒頭に述べた形式のエコーキャンセラーを提供することである。

問題点を解決するための手段

この課題は次の特徴を有するエコーキャンセラーによって解決される：

すなわち

1.1. 上記制御ユニットは計算装置を有し、この計算装置によって、上記入力信号の各々に対して信号のパワーないしエネルギーに依存する平均値が決定され、

1.2. 上記制御ユニットは判定回路を有し該判定回路によっては当該適応化フィルタの入力信号の平均値が限界値を上回っているか下回っているかが検出され、上記判定回路の出力信号に

よって適応化速度が零にセットされるように構成されており、

1.3. 上記制御ユニットの計算装置は上記信号の平均値から限界値を決定し、該限界値とエコー補償された信号の平均値との比が形成され、さらに上記制御ユニットは上記判定回路によって当該適応化速度が零にセットされていない場合上記比に依存して適応化速度を制御するように構成されている。

本発明によるエコー補償装置により得られる利点はシチュエーション(状況)a)~c)のうちの1つからd)への状態変化の生起が推測される場合には適応化速度は浮動的に変化され得、それにより、ノイズ信号に起因する、最適状態からのフィルタ特性の偏差が稀にしか、又は全く起こり得ないということである。要するに本発明のエコー補償装置ではノイズによる影響(障害作用)は従来技術のものにおけるよりわずかである、それというのは、ノイズが増大した場合には当該適応化速度が減少されるよう

演算素子21の入力側に供給される。演算素子21の他方の入力側には線路19を介して適応化フィルタ15の出力信号 $y(k)$ が供給される。演算素子21は信号 $u(k)$ から信号 $y(k)$ を演算する。演算素子21の出力線路7上の差信号(エラー信号) $e(k)$ は、いわゆるセンタクリッパ39を通過した後、遠距離加入者に伝送される。この信号は同時に線路区間23および23'を介して、適応化フィルタ15およびコントロールユニット29に供給される。付加的にコントロールユニットは線路35を介して信号 $x(k)$ を、また線路31を介して信号 $u(k)$ を受信する。これら3つの信号はコントロールユニット29により2つの制御信号に処理される。これら制御信号の一方は線路33を介して適応化フィルタ15に、他方は線路41を介してセンタクリッパ39に供給される。

線形非回帰型フィルタ15では、入力信号 $x(k)$ が出力信号 $y(k)$ と次式

に上記限界値が選定され得、またその逆の動作も可能であるからである。

実施例

本発明の実施例を、以下に図面を用いて詳細に説明する。

実施例では、非回帰型のデジタル線形適応化フィルタ15が使用される。従って、エコー補償の際に重要な信号はすべて、デジタルサンプリング値として等間隔の時点で印加される。等間隔の時点は括弧付きの整数変数、例えば k により象徴的に示されている。線路1の遠距離加入者の信号 $x(k)$ がスピーカ5に供給される前に、これはデジタル-アナログ-変換器3によりアナログ信号に変換され、エコー路13を介して電話装置のマイクロホン9に連する。マイクロホン9には周囲の雑音 n の他に近距離加入者の音響信号 s も連する。これら3つの信号の重畳されたものがアナログ-デジタル-変換器11によりサンプリングされ、デジタル化され、マイクロホン信号 $u(k)$ として減

$$y(k) = \sum_{i=1}^N h_i(k) x(k-i+1) \quad (1)$$

により結合される。ここで大きさ $h_i(k)$ ($i=1, 2, 3, \dots, N$)はサンプリング時点 k でのフィルタ係数を表わす。式を簡単化するため、 N フィルタ係数を N 次成分のベクトル $\underline{h}(k)$ に統合し、同様に信号値 $x(k), x(k-1), \dots, x(k-N+1)$ を扱う。相応のベクトルは $\underline{x}(k)$ である。従って式(1)の右辺は、時点 k での2つのベクトルのスカラー積を表わす。時点 $k+1$ に対してはベクトル $\underline{h}(k+1)$ が次式

$$\underline{h}(k+1) = \underline{h}(k) + \underline{d}(k) \quad (2)$$

に従って定められる。解くべき数学的問題は次のとおりである。すなわち、時点 k で既知の信号値およびフィルタ係数の使用による変化 $\underline{d}(k)$ を次のように算出することである。すなわち、障害がない場合の演算素子21の出力線路7上のエラー信号 $e(k)$ が、無限に多数の変化ステップ後に実質上零に制御されるように算

出するのである。このような計算に対しては種々のアルゴリズムが公知である (Ozeki, K. & Umeda, T. 著, "An Adaptive Filtering Algorithm Using an Orthogonal Projection to an Affine Subspace and Its Properties," Electronics and Communications in Japan, 第67-A巻、第5号、1984年、19~27ページ参照)。

適応化速度は、特に使用アルゴリズムに依存する。式(2)を用いると、使用アルゴリズムに依存しないで適応化速度を低減し、かつ引き続いて再び増大することができ、その極値は使用アルゴリズムによって規定される。欧州特許第53202号明細書による適応化速度の制御の場合、ゼロかまたは極値かの2つの値しか使えない。

しかし、式(2)では、算出されたベクトル $\underline{d}(k)$ は係数 μ で乗算された場合、適応化速度も相応して変化する。この係数 μ は、ここでは歩幅係数と呼ばれ、その値は連続的にゼロと1

はモジュール218によって決められる)、インデックス w は、前述の3つの信号のうちどの信号が具体的な場合に使われるかを示すことができる。 β は所謂平滑パラメータであり、通話信号が8kHzで走査されている場合、この通話信号に対する平滑パラメータの最適値は0.05である。

式(3)の解である短時間平均値が、その別の使用のために(後述を参照のこと)時間的に非常に変動するので、この短時間平均値は(モジュール219によって)非直線的に平滑され、その際平滑された値として、式(3)のそのつと最後の128の解の最大値が使われる。簡単化のために、以下ではこの非直線平滑値と式(3)の解とはシンボルでは区別しないことにする。

平均値 $E x(k)$ を用いて、先ず限界値検知器202(場合によっては、ヒステリシスを有する)によって、遠くの加入者が通話しているかどうか判定される。 $E x(k)$ の値が所定の限

の間で変化することができる。 $\mu=1$ の場合、適応化速度はアルゴリズムによって規定されるその極値を有し、 $\mu=0$ の場合、その値は同じくゼロである。どんな値 μ と、従って、時点 k での適応化速度を有するかは、時点 k での制御信号の値によって決定される。

この制御信号の発生のために、コントロールユニット29は先ずモジュール201、212および215によって(第2図)それらの入力信号 $x(k)$ 、 $u(k)$ および $e(k)$ の短時間平均値 $E x(k)$ 、 $E u(k)$ および $E e(k)$ (それらは各信号の出力に依存する)を決定する。

短時間平均値 $E w(k)$ が適合しているとわかった場合、式の解は

$$E w(k) = (1-\beta) * E w(k-1) + \beta * w(k) \quad (3)$$

であり(この点については、モジュール216、217、218、220および221を有する第2図の下側部分を参照のこと)、その際 $w(k)$ は上述の各入力信号のうち1つの走査値の値または二乗値の代わりであり(この大きさ

界値以下である場合、通話状態b)またはc)が存在していると仮定される。この両方の場合に適応化過程は遮断されなければならないので、即座に(その他のすべての信号の値に係わりなく)適応化速度はゼロに設定される。

$E x(k)$ の値が閾値を上回る場合は、通話状態はa)またはb)である。通話状態がa)であるかb)であるかが自動的に区別される場合には、イエス=ノー=原理に従って処理が行われず、以下のように浮動的に可変に操作が行われる。まず、時間に依存する閾値 $S(k)$ が関係式

$$S(k) = S_0 + E x(k) / E R L \quad (4)$$

に従って定められる(これについては素子203aおよび203b参照)。この関係式において、 S_0 は、装置の操作の際一度で定めることのできる定数を意味しており、また、 $E R L$ は、全体的なエコー減衰の長時間平均値に対する推定値である。すなわち、 $E R L$ は、

$$[E x(k) / E e(k)]$$

の推定値である。この場合、角かっこは、長時間にわたる平均値を示している。

次に、ステップ幅 μ に、以下の値が(素子204および205によって)所属させられる。

$$\mu(k) = f(s(k)/E_e(k)) \quad (5)$$

この場合、 f はその独立変数の平方に増加する関数であり、この関数の最大絶対値は1であり、また最小絶対値は0である。0と1との間で対数経過を有する値 f が好適であることが判明した。

関数 $S(k)$ の定義から、平均値 $E_e(k)$ が小さくなるにつれて関数 f の独立変数は益々大きくなる、ということが明らかである。近くの加入者が通話を開始すると、平均値 $E_e(k)$ は大きくなり、それにともない μ は小さくなる。したがって μ は確率として近くの加入者は通話していないと解釈され得る。 $\mu=1$ であれば近くの加入者は確実に通話をしていない； $\mu=0$ であれば近くの加入者は確実に通話を行っている。

で、その値は最大値よりも小さくなる。 μ が小さくなるとこの最大値も減少される。 $\mu=0$ であれば最大値も同様にゼロである。

4 図面の簡単な説明

第1図は本発明により実現されるエコー補償装置を解いた通話装置のブロック図、第2図は、第1図による補償装置における独特な関数発生装置のブロック図をそれぞれ示す。

3…ディジタル-アナログ変換器、5…スピーカ、9…マイクロホン、11…アナログ-ディジタル変換器、15…適応化フィルタ、21…減算素子、29…監視装置、39…センタークリップパ、209…応答装置、211…記憶装置

式(4)における推定値 E_{RL} は通話の開始において1つが選択される(メモリ211に格納されている)。 $\mu=1$ であれば、その間、 E_{RL} の値は更新される。これは次のようにして行われる。即ち、 $E_x(k)/E_u(k)$ の商(構成素子206および207参照)の長時間平均値 E_{RL0} (エコーレーンのエコー減衰量)と $E_u(k)/E_e(k)$ の商(構成素子213および214参照)の長時間平均値 E_{RLE} (適応化フィルタのエコー減衰量)とが形成され、さらにこれら2つの長時間平均値の積ないし生成値(構成素子208参照)が以前の E_{RL} の値の代わりに設定される。 E_{RL} の値の更新は、既述の条件($\mu=1$)が満たされていれば常に行われ、しかも応答装置209および切換スイッチ210ならびに記憶装置211を用いて行われる。

全く相応の形式で監視装置29のセンタークリップパ39が制御される。 $\mu=1$ であればエラー信号 $e(k)$ においてすべての振幅は抑圧され

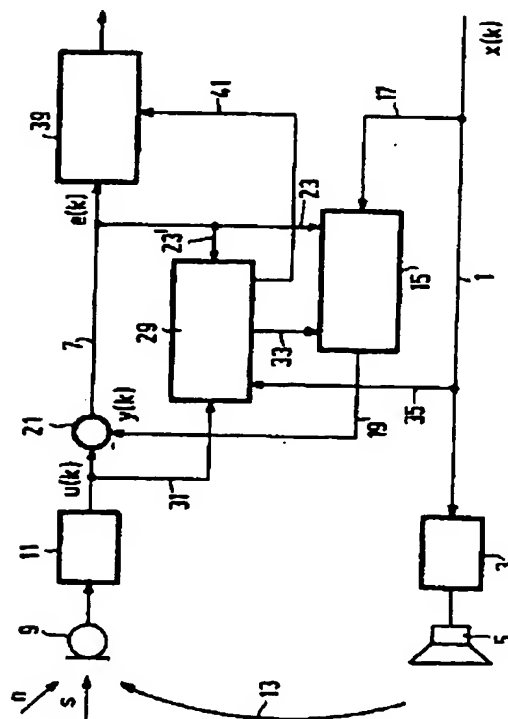


FIG. 1

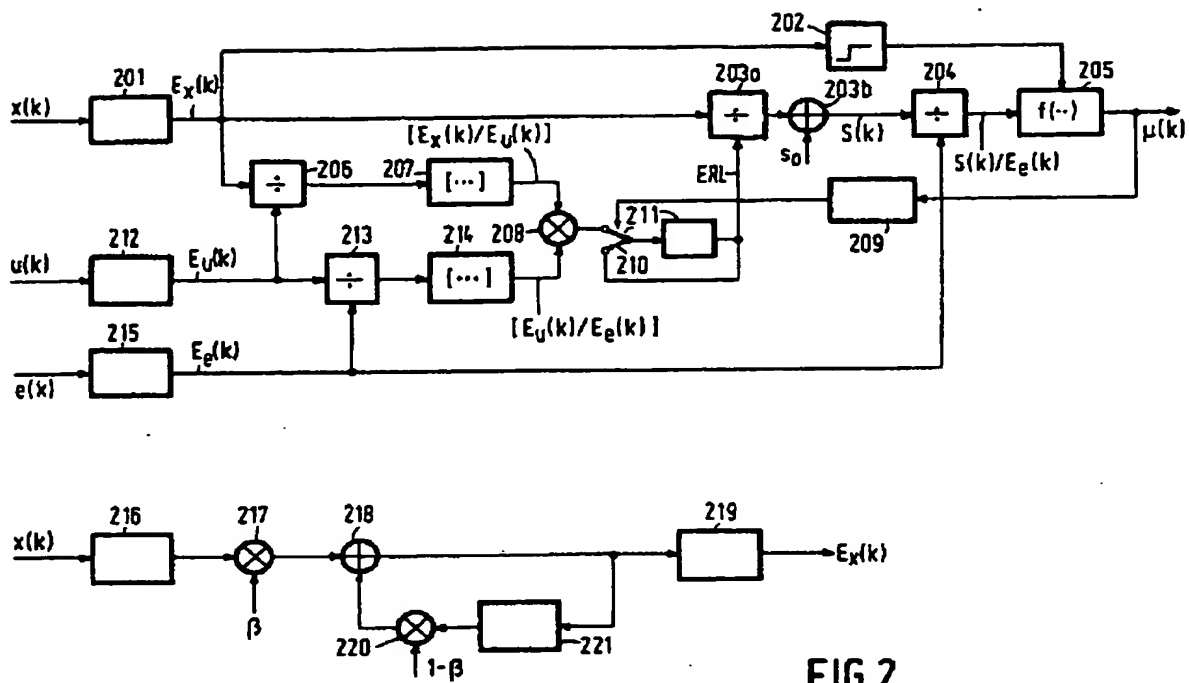


FIG.2